

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Sachio IIDA

GAU:

SERIAL NO: New Application

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: TRANSMISSION METHOD AND TRANSMITTER

REQUEST FOR PRIORITY

COMMISSIONER FOR PATENTS
ALEXANDRIA, VIRGINIA 22313

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number _____, filed _____, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date(s) of U.S. Provisional Application(s) is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e):
Application No. _____ Date Filed _____
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

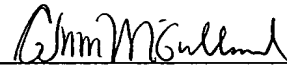
<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
Japan	2003-026460	February 3, 2003

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. _____ filed _____
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number _____
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. _____ filed _____; and
- ☐ (B) Application Serial No.(s) _____
☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.



Bradley D. Lytle

Registration No. 40,073

Customer Number

22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 05/03)

C. Irvin McClelland
Registration Number 21,124

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 2 月 3 日
Date of Application:

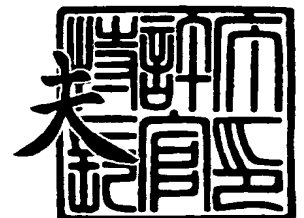
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 2 6 4 6 0
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 2 6 4 6 0]

出 願 人 ソニー株式会社
Applicant(s):

2 0 0 3 年 1 2 月 1 1 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



【書類名】 特許願

【整理番号】 0290810702

【提出日】 平成15年 2月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/00

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社
 内

 【氏名】 飯田 幸生

【特許出願人】

 【識別番号】 000002185

 【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100122884

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 角田 芳末

 【電話番号】 03-3343-5821

【選任した代理人】

 【識別番号】 100113516

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 磯山 弘信

 【電話番号】 03-3343-5821

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 176420

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0206460

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 送信方法及び送信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 基準クロック信号を生成し、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで送信データを拡散符号で直接拡散した拡散データを順次出力し、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで前記拡散データを 2 系列のデータに分配し、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで第 1 のパルス整形信号を生成し、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで第 2 のパルス整形信号を生成し、

余弦搬送波と正弦搬送波の 2 波の搬送波を生成し、

前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータと、前記第 1 のパルス整形信号と、前記余弦搬送波とを乗算し、

前記 2 系列のデータの内の他方の系列のデータと、前記第 2 のパルス整形信号と、前記正弦搬送波とを乗算し、

前記それぞれの乗算出力を合成して送信用の出力信号を得る

送信方法。

【請求項 2】 請求項 1 記載の送信方法において、

前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータと、前記第 1 のパルス整形信号と、前記余弦搬送波との乗算として、

前記第 1 のパルス整形信号と前記余弦搬送波とを乗算し、さらにその乗算信号に、前記一方の系列のデータとを乗算し、

前記他方の系列のデータと、前記第 2 のパルス整形信号と、前記正弦搬送波との乗算として、

前記第 2 のパルス整形信号と前記正弦搬送波とを乗算し、さらにその乗算信号に、前記他方の系列のデータとを乗算する

送信方法。

【請求項 3】 請求項 1 記載の送信方法において、

前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータと、前記第 1 のパルス整形信号と、前記余弦搬送波との乗算として、

前記一方の系列のデータと、前記第 1 のパルス整形信号とを乗算し、さらにその乗算出力と、前記余弦搬送波とを乗算し、

前記他方の系列のデータと、前記第 2 のパルス整形信号と、前記正弦搬送波との乗算として、

前記他方の系列のデータと、前記第 2 のパルス整形信号とを乗算し、さらにその乗算出力と、前記正弦搬送波とを乗算する

送信方法。

【請求項 4】 請求項 1 記載の送信方法において、

前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータと、前記第 1 のパルス整形信号と、前記余弦搬送波との乗算として、

前記一方の系列のデータと、前記余弦搬送波とを乗算し、さらにその乗算出力と、前記第 1 のパルス整形信号とを乗算し、

前記他方の系列のデータと、前記正弦搬送波とを乗算し、さらにその乗算出力と、前記第 2 のパルス整形信号とを乗算する

送信方法。

【請求項 5】 請求項 1 記載の送信方法において、

前記第 1 及び第 2 のパルス整形信号は、前記基準クロック信号の所定倍の周期のパルスを、複数段にシフトさせて得、その複数段のパルスを加算して得る

送信方法。

【請求項 6】 基準クロック信号を生成するクロック生成手段と、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで送信データを拡散符号で直接拡散した拡散データを順次出力する拡散データ出力手段と、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで前記拡散データを 2 系列のデータに分配する分配手段と、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで第 1 のパルス整形信号を生成する第 1 のパルス整形信号生成手段と、

前記基準クロック信号に同期した所定のタイミングで第 2 のパルス整形信号を生成する第 2 のパルス整形信号生成手段と、

余弦搬送波と正弦搬送波の 2 波の搬送波を生成する搬送波生成手段と、

前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータと、前記第 1 のパルス整形信号と、前記余弦搬送波とを乗算する第 1 の乗算手段と、

前記 2 系列のデータの内の他方の系列のデータと、前記第 2 のパルス整形信号と、前記正弦搬送波とを乗算する第 2 の乗算手段と、

前記第 1 の乗算手段の乗算出力と、前記第 2 の乗算手段の乗算出力とを合成する合成手段とを備えた

送信装置。

【請求項 7】 請求項 6 記載の送信装置において、

前記第 1 の乗算手段は、前記第 1 のパルス整形信号と前記余弦搬送波とを乗算する乗算手段と、その乗算手段の乗算出力と、前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータとを乗算する乗算手段とで構成し、

前記第 2 の乗算手段は、前記第 2 のパルス整形信号と前記正弦搬送波とを乗算する乗算手段と、その乗算手段の乗算出力と、前記 2 系列のデータの内の他方の系列のデータとを乗算する乗算手段とで構成した

送信装置。

【請求項 8】 請求項 6 記載の送信装置において、

前記第 1 の乗算手段は、前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータと、前記第 1 のパルス整形信号とを乗算する乗算手段と、その乗算手段の乗算出力と、前記余弦搬送波とを乗算する乗算手段とで構成し、

前記第 2 の乗算手段は、前記 2 系列のデータの内の他方の系列のデータと、前記第 2 のパルス整形信号とを乗算する乗算手段と、その乗算手段の乗算出力と、前記正弦搬送波とを乗算する乗算手段とで構成した

送信装置。

【請求項 9】 請求項 6 記載の送信装置において、

前記第 1 の乗算手段は、前記 2 系列のデータの内の一方の系列のデータと、前記余弦搬送波とを乗算する乗算手段と、その乗算手段の乗算出力と、前記第 1 の

パルス整形信号とを乗算する乗算手段とで構成し、

前記第 2 の乗算手段は、前記 2 系列のデータの内の他方の系列のデータと、前記正弦搬送波とを乗算する乗算手段と、その乗算手段の乗算出力と、前記第 2 のパルス整形信号とを乗算する乗算手段とで構成した

送信装置。

【請求項 1 0】 請求項 6 記載の送信装置において、

前記第 1 及び第 2 のパルス整形信号生成手段は、

前記基準クロック信号の所定倍の周期のパルスを、複数段にシフトさせて得るクロックカウント手段と、

前記クロックカウント手段が出力する複数段のパルスを加算する加算手段とで構成した

送信装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ウルトラワイドバンド方式（以下 UWB 方式と称する）で送信を行う送信方法及び送信装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

無線伝送方式の一つとして、UWB 方式が注目されている。この UWB 方式は、例えば数 GHz 幅の非常に広い伝送帯域を使用して、非常に短い時間のパルスを使って伝送する方式である。

【0 0 0 3】

一方、SS（Spread Spectrum：スペクトル拡散）方式を適用した無線 LAN（Local Area Network：構内情報通信網）システムが実用化されている。また、PAN などのアプリケーションを対象として、SS 方式を応用した UWB 伝送方式が提案されている。

【0 0 0 4】

SS 方式の一種である DS（Direct Spread：直接拡散）方式は、送信側にお

いて、情報信号に P N (Pseudo Noise：疑似雑音) 符号と呼ばれるランダム符号系列を乗算することにより占有帯域を拡散して送信し、受信側において、受信した拡散情報信号に P N 符号を乗算することにより逆拡散して情報信号を再生する。

【0 0 0 5】

UWB 伝送方式には、D S の情報信号の拡散符号速度を極限まで高くした D S - UWB 方式と、数 1 0 0 ピコ秒程度の非常に短い周期のインパルス信号列を用いて情報信号を構成して、この信号列の送受信を行なうインパルス - UWB 方式の 2 種類がある。

【0 0 0 6】

D S - UWB 方式は P N 符号速度によってスペクトラムを制御可能であるが、論理回路を G H z オーダーの高速に動作させる必要性があることから消費電力が増加しやすいという問題がある。一方、インパルス - UWB 方式はパルス発生器と低速の論理回路の組み合わせで構成できるので消費電流を低減できるというメリットがあるが、パルス発生器でスペクトラムを制御することが難しいという問題がある。

【0 0 0 7】

どちらの方式も例えば 3 G H z から 1 0 G H z という超広帯域な周波数帯域に拡散して送受信を行うことにより高速データ伝送を実現する。その占有帯域幅は、占有帯域幅をその中心周波数（例えば 1 G H z ～ 1 0 G H z）で割った値がほぼ 1 になるような G H z オーダの帯域であり、いわゆる W - C D M A や c d m a 2 0 0 0 方式、並びに S S や O F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplex：直交周波数分割多重) 方式を用いた無線 L A N において通常使用される帯域幅と比較しても超広帯域なものとなっている。

【0 0 0 8】

インパルス - UWB 方式において用いられるインパルス信号は非常に細いパルスであるため、周波数スペクトル的には非常に広い帯域を使用することになる。これにより、入力された情報信号が、各周波数領域においては雑音レベル以下の電力しか持たないことになる。また、変調方式としては、パルス間の位置により

符号を表現する PPM (Pulse Position Modulation : パルス位置変調) や、パルスの位相変化により符号を表現する位相変調 (Bi-phase Modulation)、振幅変調などが考えられている。

【0009】

図10は、従来のUWB方式の送受信機の構成例を示した図である。アンテナ11は、バンドパスフィルタ12を介してアンテナ切換器13に接続しており、アンテナ切換器13に受信系の回路と送信系の回路とが接続してある。アンテナ切換器13は、送信タイミングと受信タイミングに連動して切替える切替スイッチである。バンドパスフィルタ12は、このシステムが使用する伝送帯域の信号を通過させるフィルタであり、例えば4GHzから9GHz程度の数GHz幅の信号を通過させる。

【0010】

アンテナ切換器13に接続される受信系の回路としては、アンテナ切換器13の出力を受信用に増幅するローノイズアンプ14と、そのローノイズアンプ14の出力に、パルス発生器25I及び25Qの出力を乗算する2系統の乗算器15I及び15Qと、各乗算器15I及び15Qの出力の高域成分を除去するローパスフィルタ16及び16Qと、各ローパスフィルタ16及び16Qの出力をサンプリングするアナログ／デジタル変換器17I及び17Qを備える。

【0011】

パルス発生器25Iの出力パルスとパルス発生器25Qの出力パルスは、所定量位相をシフトさせてあり、アナログ／デジタル変換器17IはIチャンネルの伝送データをサンプリングし、アナログ／デジタル変換器17QはQチャンネルの伝送データをサンプリングする。各チャンネルの受信データは、ベースバンド回路30に供給して受信処理する。ここではIチャンネルの受信データを、受信データとして使用し、Qチャンネルの受信データについては、エラー信号として使用する。

【0012】

送信系の回路としては、ベースバンド回路30が出力する送信データを、乗算器26に供給し、パルス発生器25Iの出力を乗算する。ベースバンド回路30

が出力する送信データとしては、例えば、NRZ (Non Return to Zero) 信号として変調されたデータとし、パルス発生器 2 5 I の出力を乗算器 2 6 で乗算することで、バイフェーズ (Bi-Phase) 変調されたパルスを発生させて、いわゆる BPSK (Binary Phase Shift Keying) 方式で変調された信号となる。パルス発生器 2 5 I でパルスを発生させる構成としては、電圧制御型温度補償型発振器 (VCTCXO: 以下単に発振器と称する) 2 1 を設けて、この発振器 2 1 の発振周波数を、例えば Q チャンネルの受信データから得たエラー信号に基づいて制御する。

【0 0 1 3】

発振器 2 1 の発振信号、PLL 回路 (フェーズ・ロックド・ループ回路) 2 2 に供給して、この PLL 回路 2 2 のループを構成する電圧制御発振器 2 3 の発振出力を、パルス発生器 2 5 I に供給して、発振器 2 3 の発振出力に同期したパルスを発生させる。また、発振器 2 3 の発振出力を、位相シフタ 2 4 により所定期位相を遅延させてパルス発生器 2 5 Q に供給して、発振器 2 3 の発振出力に同期した短い波長のパルスを、パルス発生器 2 5 I の出力パルスから遅れたタイミングで発生させる。

【0 0 1 4】

パルス発生器 2 5 Q の出力パルスは、乗算器 2 6 で送信データに乘算されて、その乗算出力を送信信号とする。乗算器 2 6 が出力する送信信号は、パワーアンプ 2 7 に供給して送信用に増幅し、増幅出力をアンテナ切換器 1 3 を介してバンドパスフィルタ 1 2 に供給し、伝送帯域の信号だけを通過させる帯域制限を行った後、アンテナ 1 1 から無線送信させる。

【0 0 1 5】

非特許文献 1 は、UWB 方式の概要を示した文献である。

【0 0 1 6】

【非特許文献 1】

日経エレクトロニクス 2 0 0 2 年 3 月 1 1 日号 5 5 ~ 6 6 頁

【0 0 1 7】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、インパルス－UWBに用いられるパルスとは、広帯域の周波数スペクトラムを持つ信号であり、時間領域は、例えば式 1 で表されるモノサイクル波形となる。

【 0 0 1 8 】

【数 1】

$$V(t) = \frac{\sqrt{e}}{t_p} \cdot t \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{t}{t_p} \right)^2 \right]$$

【 0 0 1 9 】

〔数 1〕 式の t_p は、モノサイクル波形の中心からピーク値までの時間であり、例えば $t_p = 200$ [p s e c] とした場合の時間波形は図 1 1 に示すように、波形の最大値が ± 200 [p s e c] のところに生じるモノサイクル波形になる。そしてこのモノサイクル波形のスペクトラムは図 1 2 に示すように、スペクトルの最大値が約 1 [G H z] で、 -3 d B の帯域幅が約 1 [G H z] になっていることが確認できる。

【 0 0 2 0 】

ここで、このモノサイクル波形の単側波帯を生成して周波数変換することを検討する。なぜなら、UWBでは伝送用パルスのスペクトラムの要求条件として以下の 2 点があるからである。

(1) UWBについての規定の 1 つである米国の F C C のスペクトラム・マスクの規定では 3. 1 ～ 10. 6 [G H z] 以外は放射レベルを低減しなければならない。

(2) 4. 9 ～ 5. 8 [G H z] 帯は、5 G H z 無線 L A N があり、これを避けた方がよい。

【 0 0 2 1 】

この要求を鑑みて、UWB通信システムにおける上述したようなスペクトラムの問題を回避するために、図 1 2 のスペクトラムを、例えば 3. 1 ～ 4. 9 [G H z] の周波数まで周波数変換して、図 1 3 に示すような上側波帯のスペクトラムを生成すればよいという考察ができる。モノサイクル波形を上側波帯で周波数

変換する方法としては、モノサイクル波形を 3.1 [GHz] の余弦搬送波とを乗算した信号から、図 1 4 に示すモノサイクル波形をヒルベルト変換した波形を 3.1 [GHz] の正弦搬送波とを乗算した信号を減算することで得ることができる。

【0 0 2 2】

ここで、図 1 2 のスペクトラムがどのような時間波形になるのかを示したものが、図 1 5 に示すパルス波形であり、包絡線の振幅が徐々に大きくなり、原点でピークになり、徐々に減衰していることから、包絡線の形は概略として三角形になっていることがわかる。また、主な振幅成分は 6 サイクルのパルス波形になっていることわかる。

【0 0 2 3】

従って、UWB 通信システムにおける上述したようなスペクトラムの問題を回避するために、伝送用のインパルス信号として、包絡線が三角形に振幅整形された N サイクルのパルスを生成すればよいという考え方に到達することができる。例えば、図 1 5 の波形の持続時間は、約 2 [nsec] であるので、このパルス波形をオーバーラップしないように並べれば 500 [Mb/s] の BPSK 通信が可能である。

【0 0 2 4】

ところが、さらに高速な、たとえば 1 [Gb/s] の通信速度を達成しようとすると、図 1 5 の波形を 1 [nsec] 間隔で並べることになるので、隣り合った波形同士が重なり合う部分がでてくる。受信機にバンドパスフィルタを用いる場合には、バンドパスフィルタのインパルス応答によって前のパルスの振幅が後のパルスにまで影響を及ぼすことがわかっている。これが符号間干渉とよばれる問題で、たとえば周波数利用効率を向上させるために狭帯域化していくときに考慮しなければならない問題である。

【0 0 2 5】

ナイキストの定理によれば $T \text{ [sec]}$ 間隔でパルスを歪みなく伝送するためには $1/2T \text{ [Hz]}$ が必要最低限のベースバンド帯域であり、 $1/T \text{ [Hz]}$ がナイキスト帯域である。いま議論しているのは $3.1 \text{ [GHz]} \sim 4.9 \text{ [G}$

H z] の周波数なので帯域幅は 1. 8 [G H z] であり、ベースバンド帯域は半分の 9 0 0 [M H z] であるから、 $T = 1$ [n s e c] 間隔のパルスを送送するための必要最低限なベースバンド帯域である 5 0 0 [M H z] は十分にとれているが、1 [G H z] のナイキスト帯域には 1 0 [%] だけ不足していることになる。

【0 0 2 6】

ナイキスト帯域以下で無歪み条件を満足するにはナイキストフィルタを用いればよいことがナイキストによって示されているが、1 [G H z] のベースバンドデジタルフィルタを作成することは容易ではない。なぜならば所望のデジタルフィルタを生成するためには、最低でも 4 [G H z] 程度のサンプリング周波数で動作する 8 ビット程度の D A 変換器が必要になるからである。例えば、現在製品化されているものとしては、単体で 1. 2 5 [G s a m p l e / s e c] の D A 変換器を 4 個用いて 5 [G s a m p l e / s e c] を得ている例があり、現在の技術水準から実現不可能ではないが、UWB 通信を民生機器に応用する場合においては消費電力と実装コストの点において費用対効果のバランスを欠いており上手な設計とは言えない。

【0 0 2 7】

ベースバンドデジタルフィルタの代替手法として、考えられるのは高周波帯のバンドパスフィルタ (B a n d P a s s F i l t e r : B P F) である。たとえば、中心周波数が 4 [G H z] で帯域が 1. 8 [G H z] の B P F を 5 次の有極バタワースフィルタで実現した場合のインパルス応答を図 1 6 に示す。図 1 6 の応答を観察すると、0. 8 [n s e c] 付近にインパルス応答の主波があるのは、この B P F の遅延時間が 0. 8 [n s e c] であることを示している。ところが、1. 8 [n s e c] 付近にも、主波の 1 / 3 程度のうねりが生じていることがわかる。このように、非ナイキストフィルタを用いた場合にはインパルス応答により符号間干渉が生じてしまうことが確認できる。

【0 0 2 8】

本発明はこれらの点に鑑みてなされたものであり、UWB 通信において、非ナイキストフィルタを用いた場合に生じてしまう符号間干渉の影響を許容できるよ

うなパルス変調を行って送信信号を生成できるようにして、高速な通信速度を実現することにある。

【0 0 2 9】

【課題を解決するための手段】

本発明は、基準クロック信号を生成し、その基準クロック信号に同期した所定のタイミングで送信データを拡散符号で直接拡散した拡散データを順次出力し、基準クロック信号に同期した所定のタイミングで前記拡散データを2系列のデータに分配し、基準クロック信号に同期した所定のタイミングで第1及び第2のパルス整形信号を生成し、余弦搬送波と正弦搬送波の2波の搬送波を生成し、2系列の送信データの内の一方の系列のデータと、第1のパルス整形信号と、余弦搬送波とを乗算し、2系列のデータの内の他方の系列のデータと、前記第2のパルス整形信号と、前記正弦搬送波とを乗算し、それぞれの乗算出力を合成して送信用の出力信号を得るようにしたものである。

【0 0 3 0】

本発明によると、基準クロック信号に同期して拡散符号系列で直接拡散された拡散データが2系列の送信データに2分配される。この2系列のデータを、データの遷移するタイミングが1/2周期ずれた時間関係であるIデータとQデータとすると、この信号は、信号レートが拡散データの半分のNRZ信号となる。余弦搬送波と正弦搬送波は位相が90度となり直交関係にある。

【0 0 3 1】

そして、一方の系列の送信データと第1のパルス整形信号と余弦搬送波とが乗算されてBPSK変調されたIパルスが生成され、また他方の系列の送信データと第2のパルス整形信号と正弦搬送波とが乗算されてBPSK変調されたQパルスが生成される。そして、BPSK変調されたIパルスからBPSK変調されたQパルスが合成されて、出力信号になる。

【0 0 3 2】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の第1の実施の形態を、図1及び図2を参照して説明する。

【0 0 3 3】

本例においては、UWB方式で無線伝送するシステムに適用される送信機又は送受信機の送信信号の処理構成としてある。図1は本実施の形態に係る送信装置100のパルス位相変調構成を示している。この送信装置100は、基準クロックS101を出力する第1の発振器101を備える。

【0034】

また、送信データSTXDを所定の拡散符号SSSで直接拡散する拡散データ出力部103と、この直接拡散により生成された拡散データS103をIデータS104AとQデータS104Bに分配するデマルチプレクサ104を備える。また、第1の発振器101からの基準クロックS101に基づいて、Iパルス整形信号S105を生成するIパルス整形信号生成部105と、Qパルス整形信号S106を生成するQパルス整形信号生成部106とを備える。なお、Iパルス整形信号生成部105とQパルス整形信号生成部106の具体的構成例については後述する(図8、図9)。

【0035】

さらに、搬送波信号S102を生成する発振器102と、搬送波信号S102の位相をシフトさせて余弦搬送波S107Aと正弦搬送波S107Bを出力する移相器107とを備える。

【0036】

そして、移相器107が出力する余弦搬送波S107Aと、Iパルス整形信号生成部105が出力するIパルス整形信号S105とを、第1の乗算器108で乗算して、IパルスS108を得る。

【0037】

また、移相器107が出力する正弦搬送波S107Bと、Qパルス整形信号生成部106が出力するQパルス整形信号S105とを、第2の乗算器109で乗算して、QパルスS109を得る。

【0038】

また、第1の乗算器108が出力するIパルスS108を、第3の乗算器110に供給して、デマルチプレクサ104が出力するIデータS104Aとの乗算で、IパルスS108をBPSK変調し、BPSK変調されたIパルスS110

を得る。

【0039】

同様に、第2の乗算器109が出力するQパルスS108を、第4の乗算器111に供給して、デマルチプレクサ104が出力するQデータS104Bとの乗算で、QパルスS109をBPSK変調し、BPSK変調されたQパルスS111を得る。

【0040】

そして、BPSK変調されたIパルスS110と、BPSK変調されたQパルスS111を合成して出力信号S112を出力する加算器112とを有する。加算器112では、BPSK変調されたIパルスS110からBPSK変調されたQパルスS111が減算される極性で合成処理を行って、出力信号S112を得る。この出力信号S112を、例えば、送信用に増幅してアンテナから無線送信させることで、UWB信号として無線伝送される。

【0041】

次に、図1の構成で処理される各部の信号波形の例を図2に示す。以下、図2中の波形について順に説明する。

【0042】

図2(a)に示す基準クロックS101は、ここでは4 [GHz] のクロック信号である。

図2(b)に示すデータCLKは、ここでは1 [GHz] のクロック信号である。なお、図1ではこのデータクロックの供給構成は省略してある。

図2(c)に示す拡散データS103は、ここでは1 [Gbps] のデジタル信号であり、送信データSTXDを拡散符号SSSで直接拡散したものである。

図2(d)に示すIデータS104Aは、拡散データS103を図中の点線で示した順番にデマルチプレクサ104で分配した500 [Mbps] のNRZ信号である。

図2(e)に示すQデータS104Bは、拡散データS103を図中の一点鎖線で示した順番にデマルチプレクサ104で分配した500 [Mbps] NRZ信号である。

図2 (f) に示すIパルス整形信号S105は、Iパルス整形信号生成部105で生成される階段状の三角波のアナログ信号であり、IデータS104Aに同期している。

図2 (g) に示すQパルス整形信号S106は、Qパルス整形信号生成部106で生成される階段状の三角波のアナログ信号であり、QデータS104Bに同期している。

図2 (h) に示す余弦搬送波S107Aは、4 [GHz] のNRZ信号である。

図2 (i) に示す正弦搬送波S107Bは、4 [GHz] のNRZ信号であり、余弦搬送波S107Aとは位相が90度異なる。

図2 (j) に示すIパルスS108は、Iパルス整形信号S105と余弦搬送波S107Aを乗算したものである。

図2 (k) に示すQパルスS109は、Qパルス整形信号S106と余弦搬送波S107Bを乗算したものである。

図2 (l) に示すBPSK変調されたIパルスS110は、IデータS104AとIパルスS108を乗算したものである。

図2 (m) に示すBPSK変調されたQパルスS111は、QデータS104BとQパルスS109を乗算したものである。

図2 (n) に示す出力信号S112はBPSK変調されたIパルスS110からBPSK変調されたQパルスS111を減算したものである。

【0043】

本実施の形態に係る送信装置100のパルス位相変換構成によれば、拡散データ出力部103から基準クロック信号S101に同期して拡散符号系列SSSで送信データSTXDを直接拡散した拡散データS103が順次出力される。そして、デマルチプレクサ104においてIデータS104AとQデータS104Bに2分配される。

【0044】

ここで、本例の場合には、図2 (d) 及び図2 (e) に示すように、IデータS104AとQデータS104Bは、データの遷移するタイミングが1/2周期

ずれた時間関係にある、信号速度が拡散データ S103 の $1/2$ の NRZ 信号である。また、I パルス整形信号生成部 105 及び Q パルス整形信号生成部 106 において生成される I パルス整形信号 S105 (図 2 (f)) と Q パルス整形信号 S106 (図 2 (g)) は、どちらも階段状の三角波としてあり、波形のピーク値がそれぞれ I データ S104A と Q データ S104B の中央に位置するようなタイミングで生成される。なお、階段状の三角波を形成させる構成については後述する。

【0045】

そして、第 1 の乗算器 108 において、余弦搬送波 S107A (図 2 (h)) と I パルス整形信号 S105 (図 2 (f)) が乗算されて 6 サイクルの I パルス S108 (図 2 (j)) が生成される。また、第 2 の乗算器 109 において正弦搬送波 S107B (図 2 (i)) と Q パルス整形信号 S106 (図 2 (g)) が乗算されて 6 サイクルの Q パルス S109 (図 2 (k)) が生成される。ここで、余弦搬送波 S107A と正弦搬送波 S107B は位相が 90 度異なる直交関係にある。さらに、第 3 の乗算器 110 において I パルス S108 (図 2 (j)) は I データ S104A (図 2 (d)) で BPSK 変調され、第 4 の乗算器 111 において Q パルス S109 (図 2 (k)) は Q データ S104B (図 2 (e)) で BPSK 変調される。そして、BPSK 変調された I パルス S110 (図 2 (l)) から BPSK 変調された Q パルス S111 (図 2 (m)) が減算される極性で、加算器 112 において合成されて出力信号 S112 (図 2 (n)) になる。

【0046】

このように処理されて出力される信号は、BPSK 変調された I パルスと BPSK 変調された Q パルスの発生するタイミングが $1/2$ 周期ずれた時間関係にあるので、出力信号の包絡線は一定になる。ところが、I と Q それぞれに単独では N サイクルパルスであるので、UWB 伝送方式としては DS-UWB 方式とインパルス-UWB 方式の中間に位置していると考えられる。出力信号の包絡線が一定であるということは、増幅器に C 級増幅器に代表される非線形増幅器を用いることが可能であるので、電力効率の高い送信装置を実現することができる。

【0047】

また、上述したようにNサイクルパルスは狭帯域の周波数スペクトラムを有しているので送信用のバンドパスフィルタが不要であり、送信側では符号間干渉が生じないという利点がある。また、IパルスとQパルスはタイミングが $1/2$ 周期ずれた時間関係にあるので、搬送波の直交位相誤差によるIQ間の干渉が起きても互いに信号の無いタイミングであるので影響を受け難いという利点がある。また、I及びQのパルスはそれぞれに信号速度が拡散データの $1/2$ のレートであるので、IとQそれぞれ単独ではパルス間隔が2倍になるので、受信側のバンドパスフィルタで生じる符号間干渉の影響を受け難いという利点がある。

【0048】

従って、本例の送信装置構成によると、UWB通信において非ナイキストフィルタを用いた場合に生じてしまう符号間干渉の影響を軽減することができ、UWB通信の通信速度を高速化することが可能になる。

【0049】

次に、本発明の第2の実施の形態を、図3～図5を参照して説明する。この第2の実施の形態を示した図3～図5において、上述した第1の実施の形態で説明した図1、図2に対応する部分には同一符号を付す。

【0050】

本例においては、第1の実施の形態と同様に、UWB方式で無線伝送するシステムに適用される送信機又は送受信機の送信信号の処理構成としてある。図3は本実施の形態に係る送信装置120のパルス位相変調構成を示している。この送信装置120は、基準クロックS101を出力する第1の発振器101と、搬送波信号S102を生成する発振器102と、送信データSTXDを所定の拡散符号SSSで直接拡散する拡散データ出力部103と、直接拡散により生成された拡散データS103をIデータS104AとQデータS104Bに分配するデマルチプレクサ104と、Iパルス整形信号S105を生成するIパルス整形信号生成部105と、Qパルス整形信号S106を生成するQパルス整形信号生成部106と、搬送波信号S102の位相をシフトさせて余弦搬送波S107Aと正弦搬送波S107Bを出力する移相器107とを備える。ここまでの各処理手段

の構成については、第1の実施の形態で説明した図1と同じである。Iパルス整形信号生成部105とQパルス整形信号生成部106の具体的構成例については後述する。

【0051】

そして本例においては、デマルチプレクサ104が出力するIデータS104Aと、Iパルス整形信号生成部105が出力するIパルス整形信号S105とを乗算する第5の乗算器121を備えて、乗算器121がIベースバンド信号S121を出力する。また、デマルチプレクサ104が出力するQデータS104Bと、Qパルス整形信号生成部106が出力するQパルス整形信号S106とを乗算器する第6の乗算器122を備えて、乗算器122がQベースバンド信号S122を出力する。

【0052】

また、Iベースバンド信号S121と余弦搬送波S107Aを乗算してBPSK変調されたIパルスS110を出力する第3の乗算器110と、Qベースバンド信号S122と正弦搬送波S107Bを乗算してBPSK変調されたQパルスS111を出力する第4の乗算器111と、BPSK変調されたIパルスS110とBPSK変調されたQパルスS111を合成して出力信号S112を出力する加算器112とを有する。加算器112では、BPSK変調されたIパルスS110からBPSK変調されたQパルスS111が減算される極性で合成処理を行って、出力信号S112を得る。

【0053】

次に、図3の構成で処理される各部の信号波形の例を図4に示す。以下、図4中の波形について順に説明する。

【0054】

図4(a)に示す基準クロックS101は、ここでは4[GHz]のクロック信号である。

図4(b)に示すデータCLKは、ここでは1[GHz]のクロック信号である。図3ではこのデータクロックを供給する構成については省略してある。

図4(c)に示す拡散データS103は、ここでは1[Gbps]のデジタル

信号であり、拡散データ出力手段 103 によって送信データ S T X D を拡散符号 S S S で直接拡散したものである。

図 4 (d) に示す I データ S 104 A は、拡散データ S 103 を図中の点線で示した順番にデマルチプレクサ 104 で分配した 500 [M b p s] の N R Z 信号である。

図 4 (e) に示す Q データ S 104 B は、拡散データ S 103 を図中の一点鎖線で示した順番にデマルチプレクサ 104 で分配した 500 [M b p s] N R Z 信号である。

図 4 (f) に示す I パルス整形信号 S 105 は、I パルス整形信号生成部 105 で生成される階段状の三角波のアナログ信号であり、I データ S 104 A に同期している。

図 4 (g) に示す Q パルス整形信号 S 106 は、Q パルス整形信号生成部 106 で生成される階段状の三角波のアナログ信号であり、Q データ S 104 B に同期している。

図 4 (h) に示す I ベースバンド信号 S 121 は、I データ S 104 A と I パルス整形信号 S 105 を乗算したものである。

図 4 (i) に示す Q ベースバンド信号 S 122 は、Q データ S 104 B と Q パルス整形信号 S 106 を乗算したものである。

図 4 (j) に示す余弦搬送波 S 107 A は、4 [G H z] の N R Z 信号である。

図 4 (k) に示す正弦搬送波 S 107 B は、4 [G H z] の N R Z 信号であり、余弦搬送波 S 107 A とは位相が 90 度異なる。

図 4 (l) に示す B P S K 変調された I パルス S 110 は、I ベースバンド信号 S 121 と余弦搬送波 S 107 A を乗算したものである。

図 4 (m) に示す B P S K 変調された Q パルス S 111 は、Q ベースバンド信号 S 122 と正弦搬送波 S 107 B を乗算したものである。

図 4 (n) に示す出力信号 S 112 は、B P S K 変調された I パルス S 110 から B P S K 変調された Q パルス S 111 を減算したものであり、第 1 の実施形態と同じ波形の出力信号が得られる。

【0055】

第2の実施形態に係る送信装置120によれば、拡散データ出力部103から基準クロック信号S101に同期して拡散符号系列SSSで送信データSTXDを直接拡散した拡散データS103が順次出力される。そして、デマルチプレクサ104においてIデータS104AとQデータS104Bに2分配される。ここで、IデータS104AとQデータS104Bは、データの遷移するタイミングが1/2周期ずれた時間関係にある、信号速度が拡散データS103の1/2のNRZ信号である。

【0056】

また、Iパルス整形信号生成部105及びQパルス整形信号生成部106において生成されるIパルス整形信号S105とIパルス整形信号S106は、どちらも階段状の三角波であり、波形のピーク値がそれぞれIデータS104AとQデータS104Bの中央に位置するようなタイミングで生成される。そして、第5の乗算器121においてIデータS104AとIパルス整形信号S105が乗算されてIベースバンド信号S121が生成され、第6の乗算器122においてQデータS104BとQパルス生成信号S106が乗算されてQベースバンド信号S122が生成される。

【0057】

また、第3の乗算器110において余弦搬送波S107AとIベースバンド信号S121が乗算されてBPSK変調されたIパルスS110が出力され、第4の乗算器111において正弦搬送波S107BとQベースバンド信号S122が乗算されてBPSK変調されたQパルスS111が出力される。そして、BPSK変調されたIパルスS110からBPSK変調されたQパルスS111が減算される極性で加算器112において合成されて出力信号S112になる。

【0058】

このようにして得られる出力信号S112は、第1の実施の形態で説明した出力信号S112と本質的に同じである。即ち、出力信号の包絡線が一定であり、電力効率の高い送信装置を実現することができる。また、送信用のバンドパスフィルタが不要であり、送信側では符号間干渉が生じない。さらに、I及びQのバ

ルスはそれぞれに信号速度が拡散データの $1/2$ のレートであるので、I と Q それぞれ単独ではパルス間隔が 2 倍になるので、受信側のバンドパスフィルタで生じる符号間干渉の影響を受け難いという利点がある。

【0059】

ここで、I ベースバンド信号 S 1 2 1 と Q ベースバンド信号 S 1 2 2 のコンスタレーション表示を、図 5 に示す。図 5 に示したコンスタレーションは、I 軸と Q 軸上の 4 箇所のシンボル点を矢印で示すような状態遷移をしていることがわかる。1 シンボル点毎に 90 度回転するので、変調方式の分類としては $\pi/2$ - シフト BPSK (Binary Phase Shift Keying) と考えることができる。

【0060】

次に、本発明の第 3 の実施の形態を、図 6 及び図 7 を参照して説明する。この第 3 の実施の形態を示した図 6 及び図 7 において、上述した第 1, 第 2 の実施の形態で説明した図 1 ~ 図 5 に対応する部分には同一符号を付す。

図 6 は本発明の第 3 の実施形態に係るパルス位相変調装置を示している。図示のパルス位相変調装置は、基準クロック S 1 0 1 を出力する第 1 の発振器 1 0 1 と、搬送波信号 S 1 0 2 を生成する発振器 1 0 2 と、送信データ S T X D を所定の拡散符号 S S S で直接拡散する拡散データ出力部 1 0 3 と、直接拡散により生成された拡散データ S 1 0 3 を I データ S 1 0 4 A と Q データ S 1 0 4 B に分配するデマルチプレクサ 1 0 4 と、I パルス整形信号 S 1 0 5 を生成する I パルス整形信号生成部 1 0 5 と、Q パルス整形信号 S 1 0 6 を生成する Q パルス整形信号生成部 1 0 6 と、搬送波信号 S 1 0 2 の位相をシフトさせて余弦搬送波 S 1 0 7 A と正弦搬送波 S 1 0 7 B を出力する移相器 1 0 7 とを備える。ここまでの各処理手段の構成については、第 1, 第 2 の実施の形態で説明した図 3 と同じである。I パルス整形信号生成部 1 0 5 と Q パルス整形信号生成部 1 0 6 の具体的構成例については後述する。

【0061】

そして本例においては、デマルチプレクサ 1 0 4 が出力する I データ S 1 0 4 A と、移相器 1 0 7 が出力する余弦搬送波とを乗算して BPSK 変調された余弦搬送波 S 1 3 1 を出力する第 7 の乗算器 1 3 1 と、デマルチプレクサ 1 0 4 が出

力する Q データ S 1 0 4 B と、移相器 1 0 7 が出力する正弦搬送波を乗算して B P S K 変調された正弦搬送波 S 1 3 2 を出力する第 8 の乗算器 1 3 2 を備える。

【 0 0 6 2 】

また、乗算器 1 3 1 で B P S K 変調された余弦搬送波 S 1 3 1 と、I パルス整形信号生成部 1 0 5 が出力する I パルス整形信号 S 1 0 5 を乗算して、B P S K 変調された I パルス S 1 1 0 を出力する第 3 の乗算器 1 1 0 と、乗算器 1 3 2 で B P S K 変調された正弦搬送波 S 1 3 2 と、Q パルス整形信号生成部 1 0 6 が出力する Q パルス整形信号 S 1 0 6 を乗算して、B P S K 変調された Q パルス S 1 1 1 を出力する第 4 の乗算器 1 1 1 とを備える。そして、第 3 の乗算器 1 1 0 で B P S K 変調された I パルス S 1 1 0 と、第 4 の乗算器 1 1 1 で B P S K 変調された Q パルス S 1 1 1 を合成して出力信号 S 1 1 2 を出力する加算器 1 1 2 を有する。加算器 1 1 2 では、B P S K 変調された I パルス S 1 1 0 から B P S K 変調された Q パルス S 1 1 1 が減算される極性で合成処理を行って、出力信号 S 1 1 2 を得る。

【 0 0 6 3 】

次に、図 6 の構成で処理される各部の信号波形の例を図 7 に示す。以下、図 7 中の波形について順に説明する。

【 0 0 6 4 】

図 7 (a) に示す基準クロック S 1 0 1 は、ここでは 4 [G H z] のクロック信号である。

図 7 (b) に示すデータ C L K は、ここでは 1 [G H z] のクロック信号である。このデータクロックの供給構成は図 6 では省略してある。

図 7 (c) に示す拡散データ S 1 0 3 は、ここでは 1 [G b p s] のデジタル信号であり、拡散データ出力部 1 0 3 によって送信データ S T X D を拡散符号 S S で直接拡散したものである。

図 7 (d) に示す I データ S 1 0 4 A は、拡散データ S 1 0 3 を図中の点線で示した順番にデマルチプレクサ 1 0 4 で分配した 5 0 0 [M b p s] の N R Z 信号である。

図 7 (e) に示す Q データ S 1 0 4 B は、拡散データ S 1 0 3 を図中の一点鎖

線で示した順番にデマルチプレクサ104で分配した500 [Mbps] NRZ信号である。

図7 (f) に示すIパルス整形信号S105は、Iパルス整形信号生成部105で生成される階段状の三角波のアナログ信号であり、IデータS104Aに同期している。

図7 (g) に示すQパルス整形信号S106は、Qパルス整形信号生成部106で生成される階段状の三角波のアナログ信号であり、QデータS104Bに同期している。

図7 (h) に示す余弦搬送波S107Aは、4 [GHz] のNRZ信号である。

図7 (i) に示す正弦搬送波S107Bは、4 [GHz] のNRZ信号であり、余弦搬送波S107Aとは位相が90度異なる。

図7 (j) に示すBPSK変調された余弦搬送波S131は、余弦搬送波S107AとIデータS104Aを乗算したものである。

図7 (k) に示すBPSK変調された正弦搬送波S132は、余弦搬送波S107BとQデータS104Bを乗算したものである。

図7 (l) に示すBPSK変調されたIパルスS110は、BPSK変調された余弦搬送波S131とIパルス整形信号S105を乗算したものである。

図7 (m) に示すBPSK変調されたQパルスS111は、BPSK変調された正弦搬送波S132とQパルス整形信号S106を乗算したものである。

図7 (n) に示す出力信号S112は、BPSK変調されたIパルスS110からBPSK変調されたQパルスS111を減算したものであり、第1及び第2の実施の形態と同じ波形の出力信号が得られる。

【0065】

第3の実施の形態に係る送信装置130によれば、拡散データ出力部103から基準クロック信号S101に同期して拡散符号系列SSSで送信データSTXDを直接拡散した拡散データS103が順次出力される。そして、デマルチプレクサ104においてIデータS104AとQデータS104Bに2分配される。ここで、IデータS104AとQデータS104Bは、データの遷移するタイミ

ングが $1/2$ 周期ずれた時間関係にある、信号速度が拡散データ S103 の $1/2$ の NRZ 信号である。また、I パルス整形信号生成部 105 及び Q パルス整形信号生成部 106 において生成される I パルス整形信号 S105 と I パルス整形信号 S106 は、どちらも階段状の三角波であり、波形のピーク値がそれぞれ I データ S104A と Q データ S104B の中央に位置するようなタイミングで生成される。

【0066】

そして、第7の乗算器 131 において I データ S104A と余弦搬送波 S107A が乗算されて BPSK 変調された余弦搬送波 S131 が生成され、第8の乗算器 132 において Q データ S104B と正弦搬送波 S107B が乗算されて BPSK 変調された正弦搬送波 S132 が生成される。また、第3の乗算器 110 において BPSK 変調された余弦搬送波 S131 と I パルス整形信号 S105 が乗算されて BPSK 変調された I パルス S110 が出力され、第4の乗算器 111 において BPSK 変調された正弦搬送波 S132 と Q パルス整形信号 S106 が乗算されて BPSK 変調された Q パルス S111 が出力される。そして、BPSK 変調された I パルス S110 から BPSK 変調された Q パルス S111 が減算される極性で加算器 112 において合成されて出力信号 S112 になる。

【0067】

第3の実施の形態に係る送信装置 130 の出力信号 S112 は、第1及び第2の実施の形態の出力信号と本質的に同じである。即ち、出力信号の包絡線が一定であり、電力効率の高い送信装置を実現することができる。また、送信用のバンドパスフィルタが不要であり、送信側では符号間干渉が生じない。さらに、I 及び Q のパルスはそれぞれに信号速度が拡散データの $1/2$ のレートであるので、I と Q それぞれ単独ではパルス間隔が2倍になるので、受信側のバンドパスフィルタで生じる符号間干渉の影響を受け難いという利点がある。

【0068】

なお、第1～第3の実施の形態で説明した、I パルス整形信号生成部 105 及び Q パルス整形信号生成部 106 の具体的な実現構成の一例について、以下説明する。図8はパルス整形信号生成回路 200 の構成について示した図であり、図

9はその回路200の動作波形図である。

【0069】

図8に示したパルス整形信号生成回路200は、Iパルス整形信号生成部105及びQパルス整形信号生成部106として使用される回路である。第1のDFF(Dフリップフロップ)211と、第2のDFF212と、第3のDFF213と第4のDFF214と第1の電流源201と第2の電流源202と第3の電流源203と電流電圧変換回路204とを有している。

【0070】

第1～第4のDFF211、212、213、214は4段のジョンソンカウンタ210を構成しており、発振器101の出力する基準クロックS101(図9(a))に同期して動作する。ジョンソンカウンタ210の第1～第4のDFFのQ出力S211、S212、S213、S214は、図9(b), (c), (d), (e)に示すように基準クロックS101の立ち上がり同期して順次ローレベルからハイレベルに立ち上がり、そして順次ハイレベルからローレベルに立ち下がる波形になる。

【0071】

第1～第3のDFFのQ出力S211、S212、S213で第1～第3の電流源201、202、203の出力電流をオン／オフし、これらの出力電流S201、S202、S203を電流電圧変換回路204で加算して電流－電圧変換を行なうことで、図9(g)に示すような階段状の三角波のパルス整形信号S204を生成することが可能である。さらに、第1～第3の電流源201、202、203の出力電流を重み付けすることにより、生成されるパルス整形信号S204の波形を変更することが可能である。

【0072】

図8、図9に示したパルス整形信号生成回路200は、Iパルス整形信号生成部105及びQパルス整形信号生成部106の具体的な構成の一例を示したものであり、その他の構成で、同様の波形を生成させても良いことは勿論である。

【0073】

また、上述した第1～第3の実施の形態で説明した周波数や周期などの値につ

いても、一例を示したものであり、本発明の要旨を逸脱しない範囲で、その他の値を設定するようにしても良いことは勿論である。

【0 0 7 4】

また、上述した第 1 ～第 3 の実施の形態では、送信（又は送受信）を行う専用の通信装置を想定した構成した例について説明したが、例えば各種データ処理を行うパーソナルコンピュータ装置に、本例の送信装置に相当する通信処理を行うボードやカードなどを装着させた上で、ベースバンド部での処理を、コンピュータ装置側で実行するソフトウェアを実装させるようにしても良い。

【0 0 7 5】

【発明の効果】

本発明によると、出力信号の包絡線が一定であるので、送信用の増幅器に C 級増幅器に代表される非線形増幅器を用いることが可能になり、電力効率の高い UWB 通信装置を実現することができる。

【0 0 7 6】

また、狭帯域の周波数スペクトラムを有しているので、送信用のバンドパスフィルタが不要になり、送信バンドパスフィルタによる波形の劣化が生じないので高伝送レートの UWB 通信装置を実現することができる。また、バンドパスフィルタによる送信電力の損失が無いので電力効率の高い低消費電力の UWB 通信装置を実現することができる。

【0 0 7 7】

さらに、UWB 通信において非ナイキストフィルタを用いた場合に生じてしまう符号間干渉の影響を軽減することができ、UWB 通信の通信速度を高速化することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態に係る送信装置のパルス位相変調構成を示した構成図である。

【図 2】

図 1 例の構成による信号波形の例を示した波形図である。

【図 3】

本発明の第 2 の実施の形態に係る送信装置のパルス位相変調構成を示した構成図である。

【図 4】

図 3 例の構成による信号波形の例を示した波形図である。

【図 5】

図 3 例の構成でのベースバンド信号のコンスタレーションを示した説明図である。

【図 6】

本発明の第 3 の実施の形態に係る送信装置のパルス位相変調構成を示した構成図である。

【図 7】

図 6 例の構成による信号波形の例を示した波形図である。

【図 8】

パルス整形信号生成回路の構成例を示したブロック図である。

【図 9】

図 8 例の回路の信号波形例を示した波形図である。

【図 1 0】

従来の UWB 方式の通信装置の構成例を示したブロック図である。

【図 1 1】

モノサイクルパルスの波形を示した波形図である。

【図 1 2】

図 1 1 に示したモノサイクルパルスの周波数スペクトラムを示した周波数特性図である。

【図 1 3】

図 1 1 に示したモノサイクルパルスで生成した上側波の周波数スペクトラムを示した周波数特性図である。

【図 1 4】

図 1 1 に示したモノサイクルパルスをヒルベルト変換した波形を示した波形図

である。

【図 1 5】

図 1 3 に示したモノサイクルパルスの上側波帯の時間波形示した波形図である。

【図 1 6】

バンドパスフィルタのインパルス応答を示した特性図である。

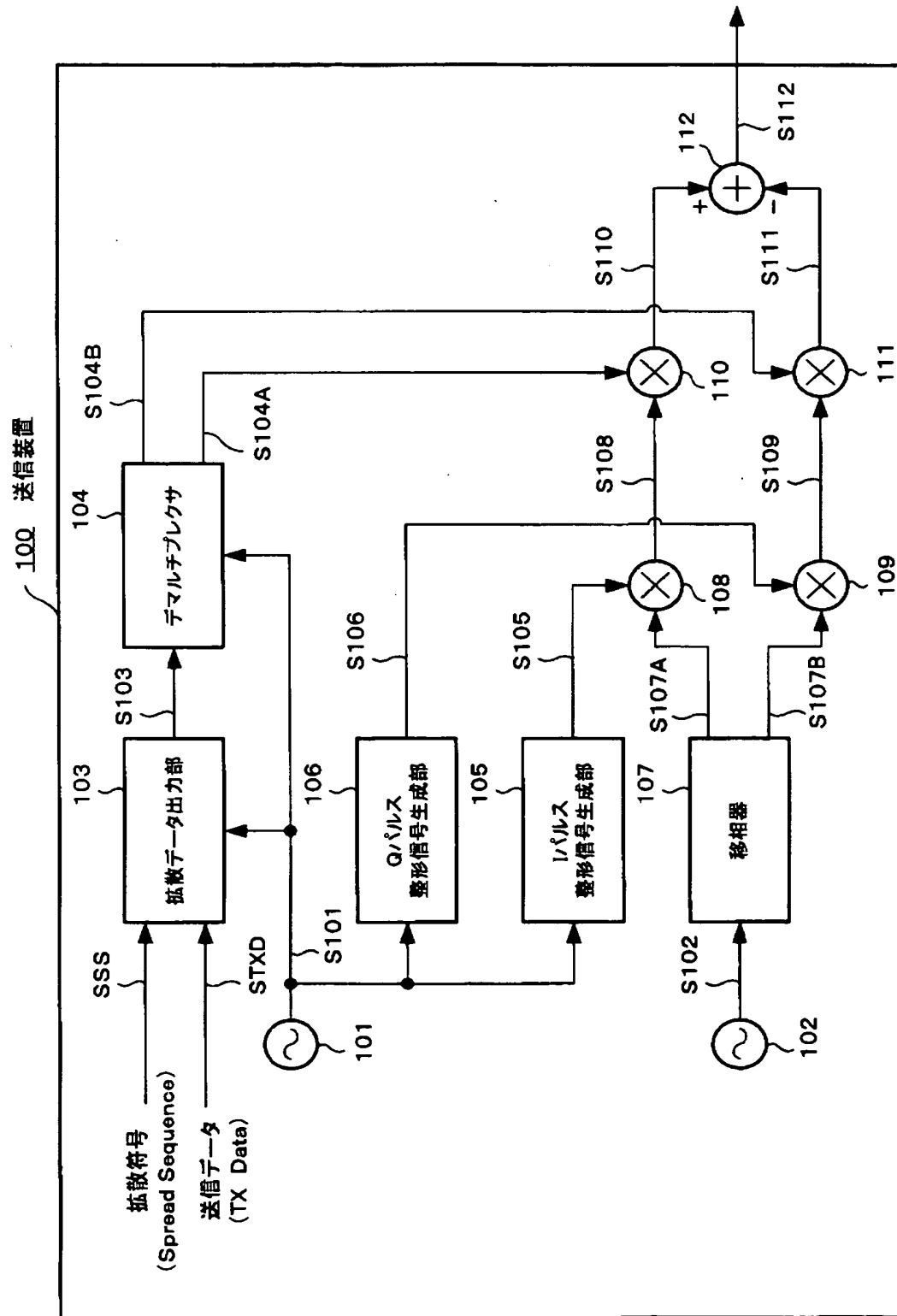
【符号の説明】

1 0 0…送信装置、1 0 1…第 1 の発振器、1 0 2…発振器、1 0 3…拡散データ出力部、1 0 4…デマルチプレクサ、1 0 5…I パルス整形信号生成部、1 0 6…Q パルス整形信号生成部 1 0 6、1 0 7…移相器 1 0 7、1 0 8…第 1 の乗算器、1 0 9…第 2 の乗算器、1 1 0…第 3 の乗算器、1 1 1…第 4 の乗算器、1 1 2…加算器 1 1 2、1 2 0…送信装置、1 2 1…第 5 の乗算器、1 2 2…第 6 の乗算器、1 3 0…送信装置、1 3 1…第 7 の乗算器、1 3 2…第 8 の乗算器、2 0 0…パルス整形信号生成回路、2 0 1～2 0 3…電流源、2 0 4…電流電圧変換回路、2 1 1～2 1 4…D F F (D フリップフロップ)

【書類名】

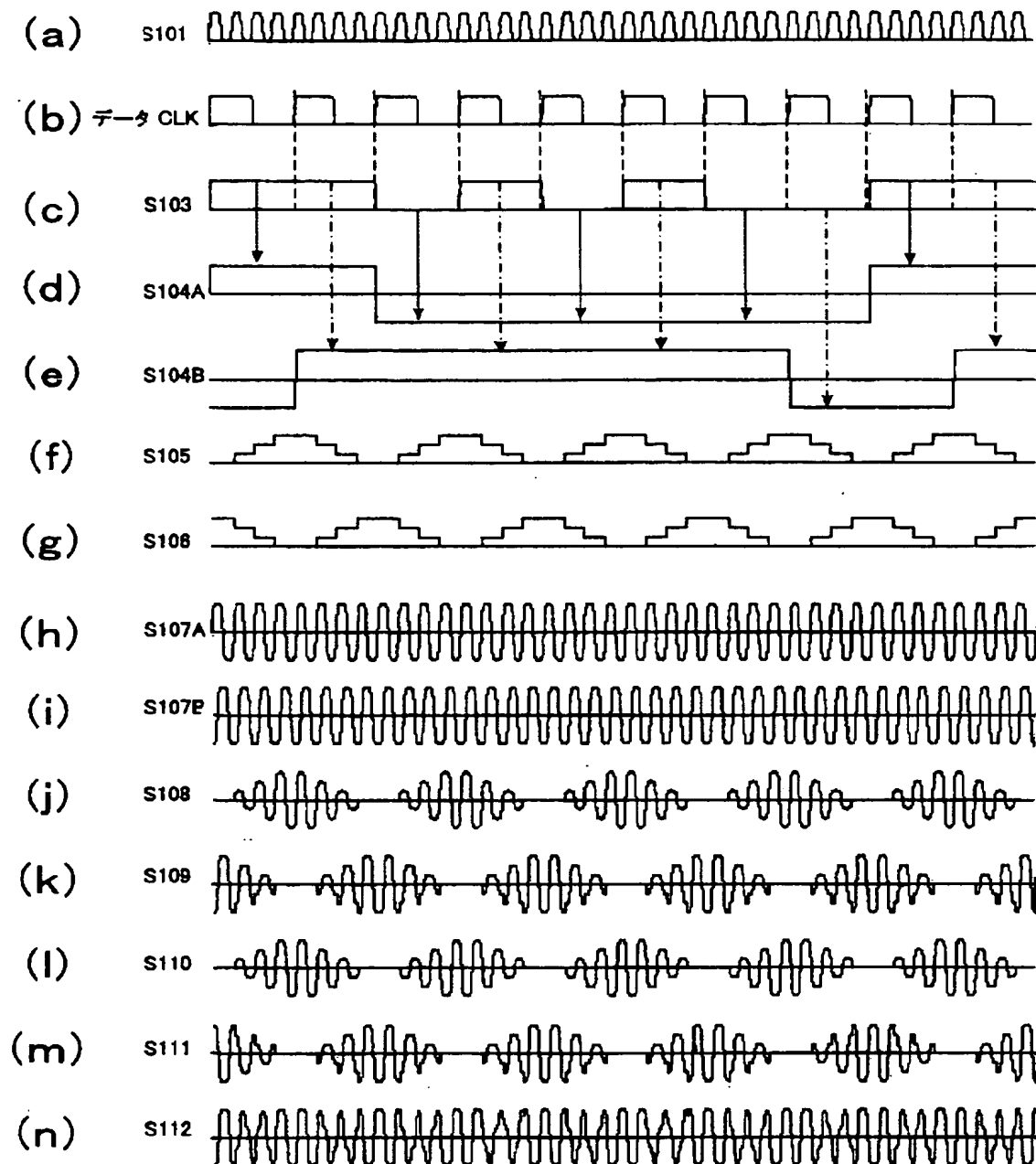
図面

【図 1】



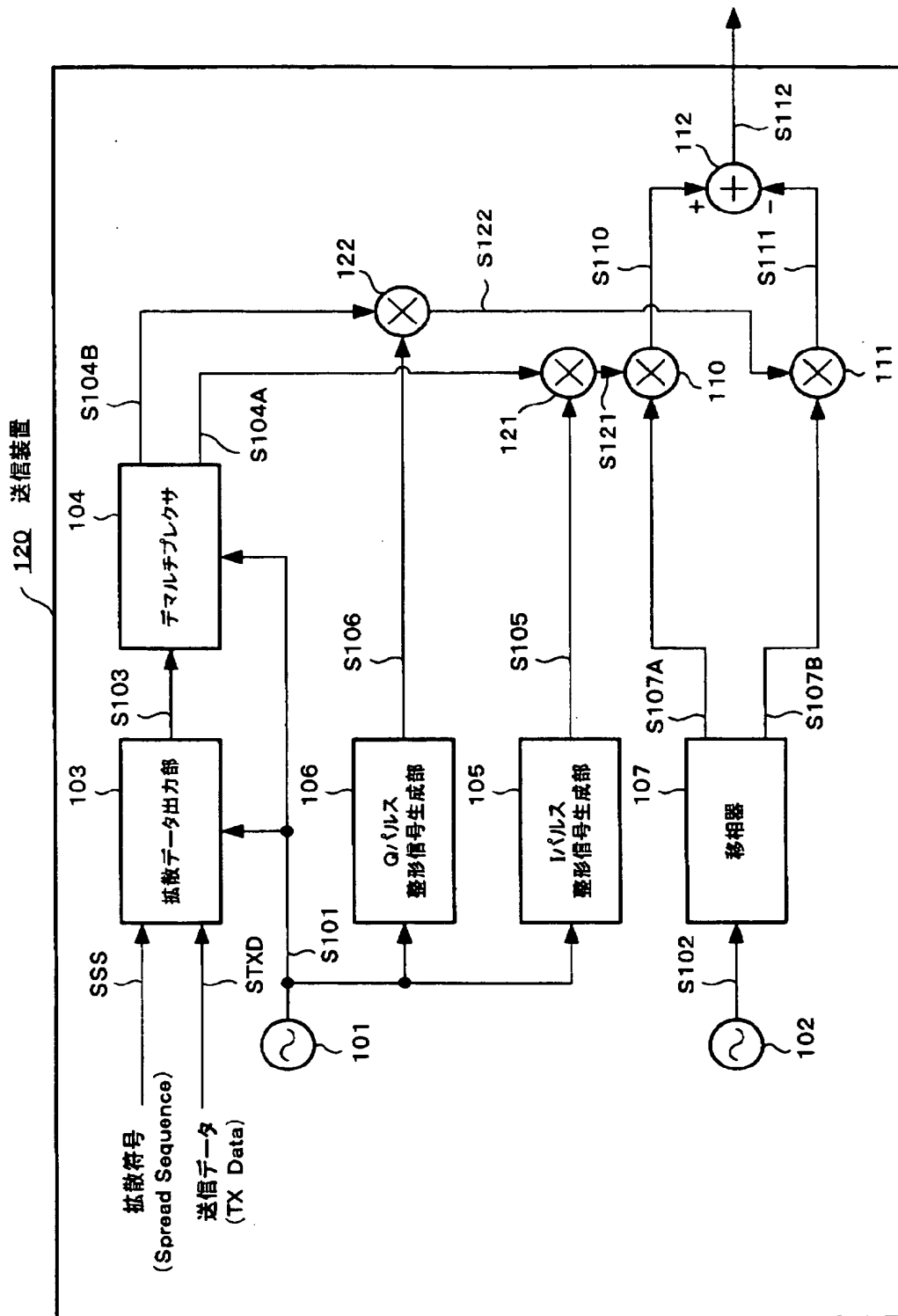
第1の実施の形態の形態の構成例

【図 2】



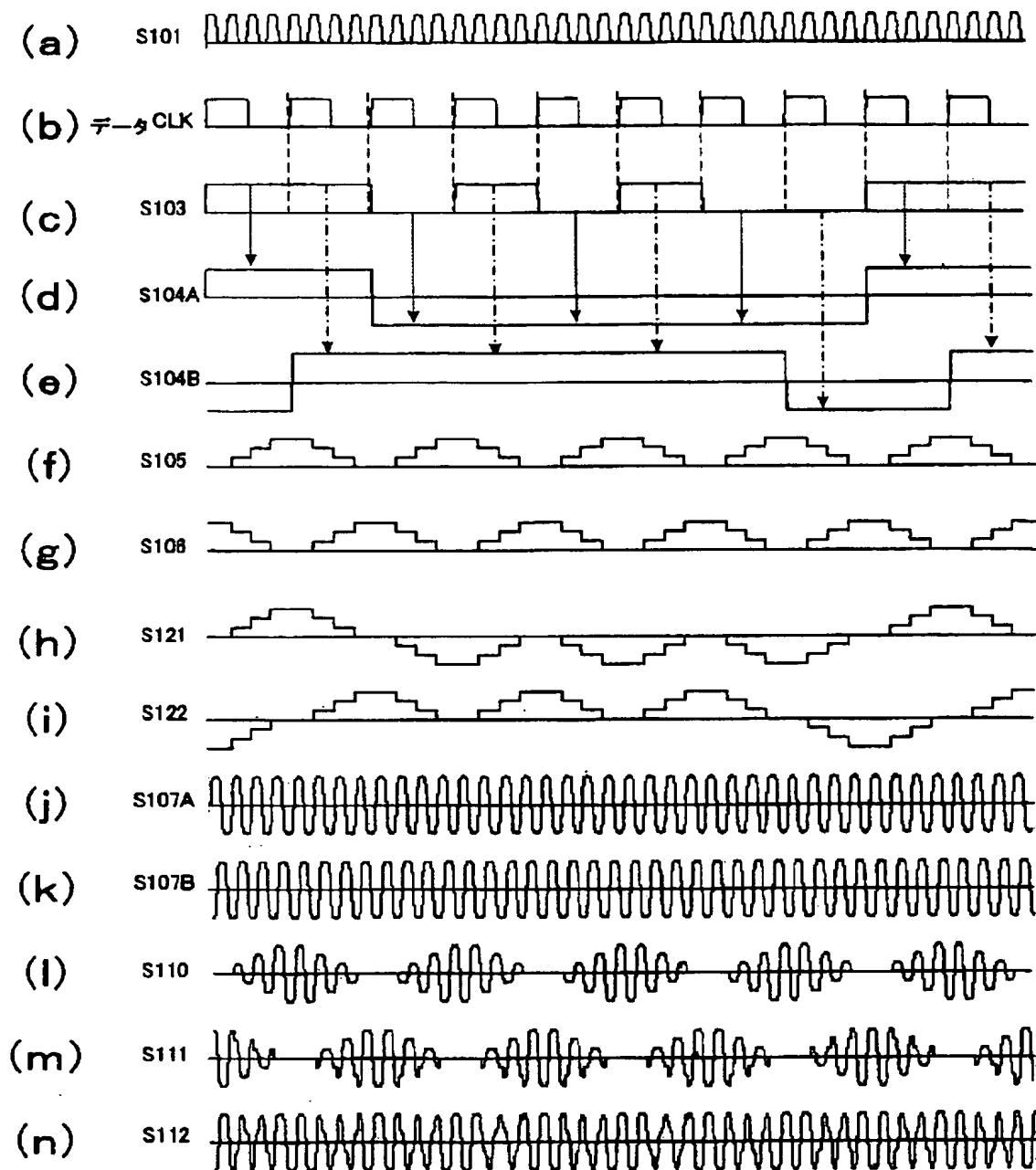
信号波形の例

【図 3】



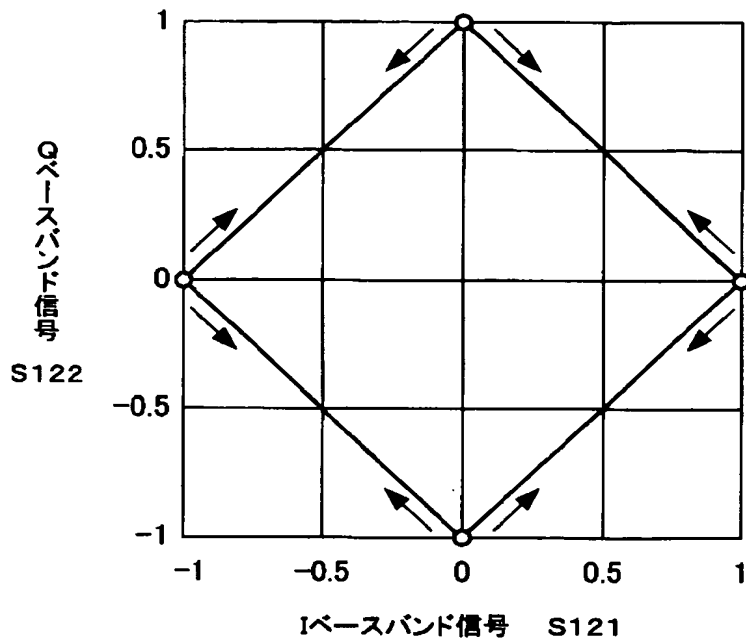
第2の実施の形態の構成例

【図 4】



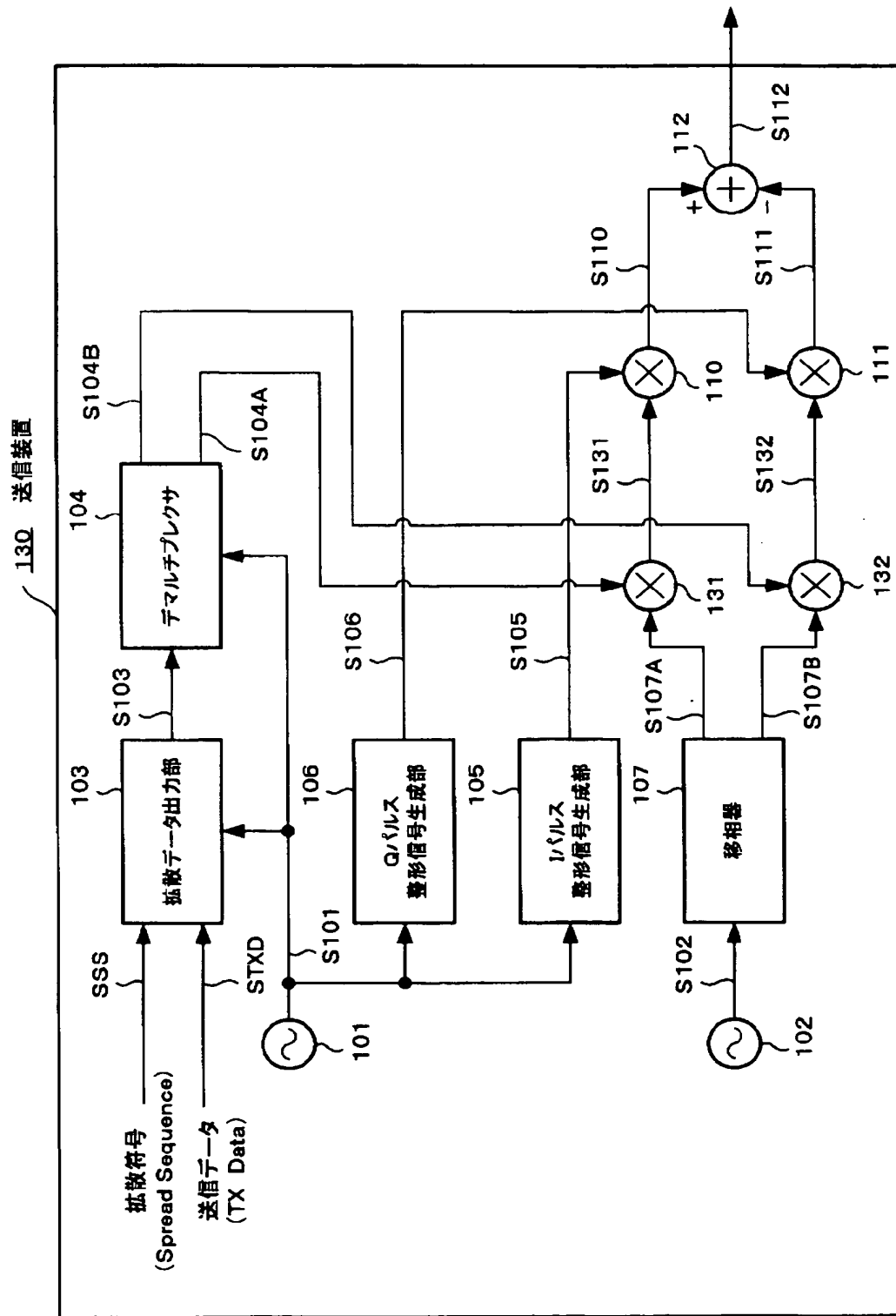
信号波形の例

【図 5】



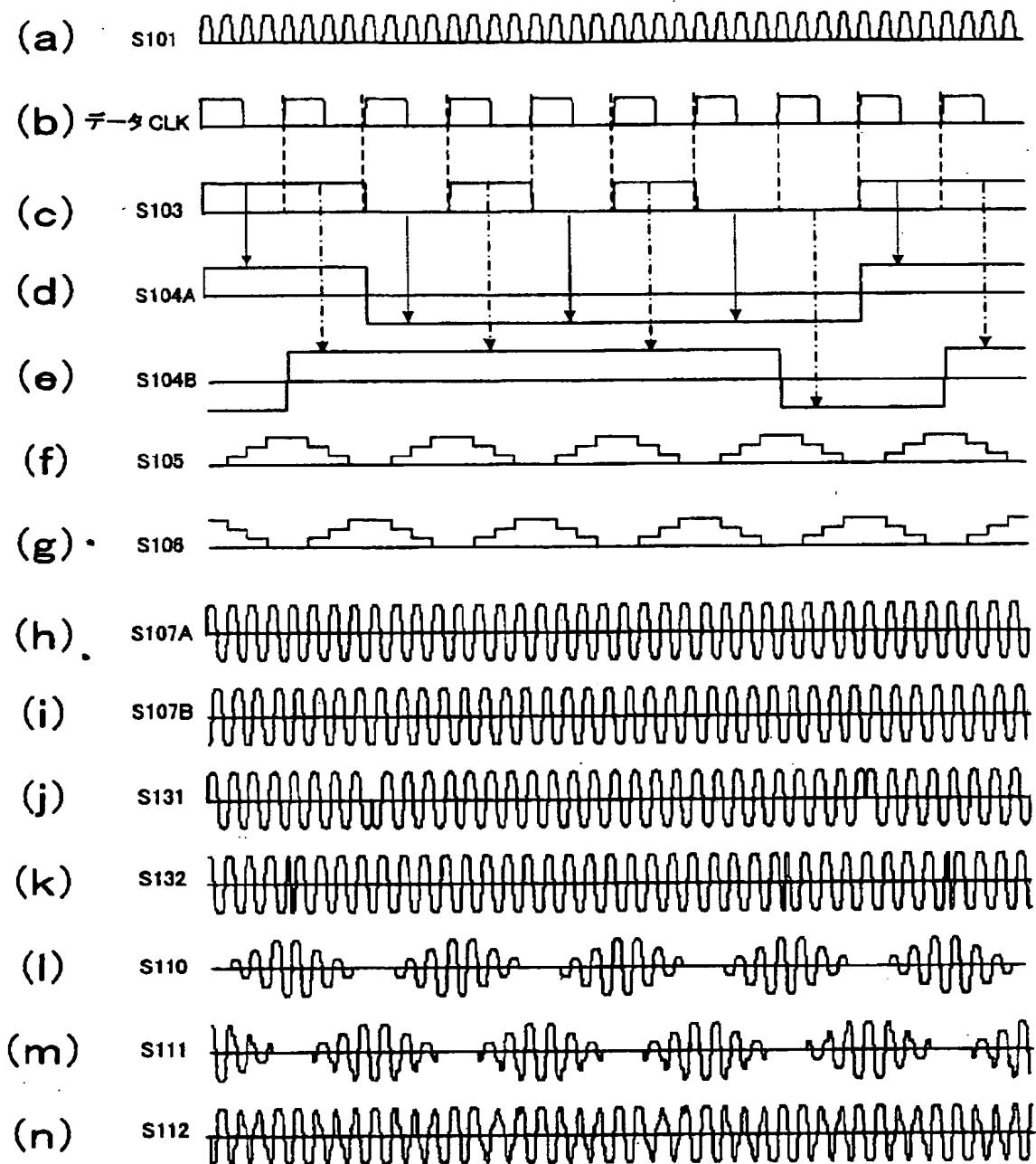
ベースバンド信号のコンスタレーションの例

【図 6】



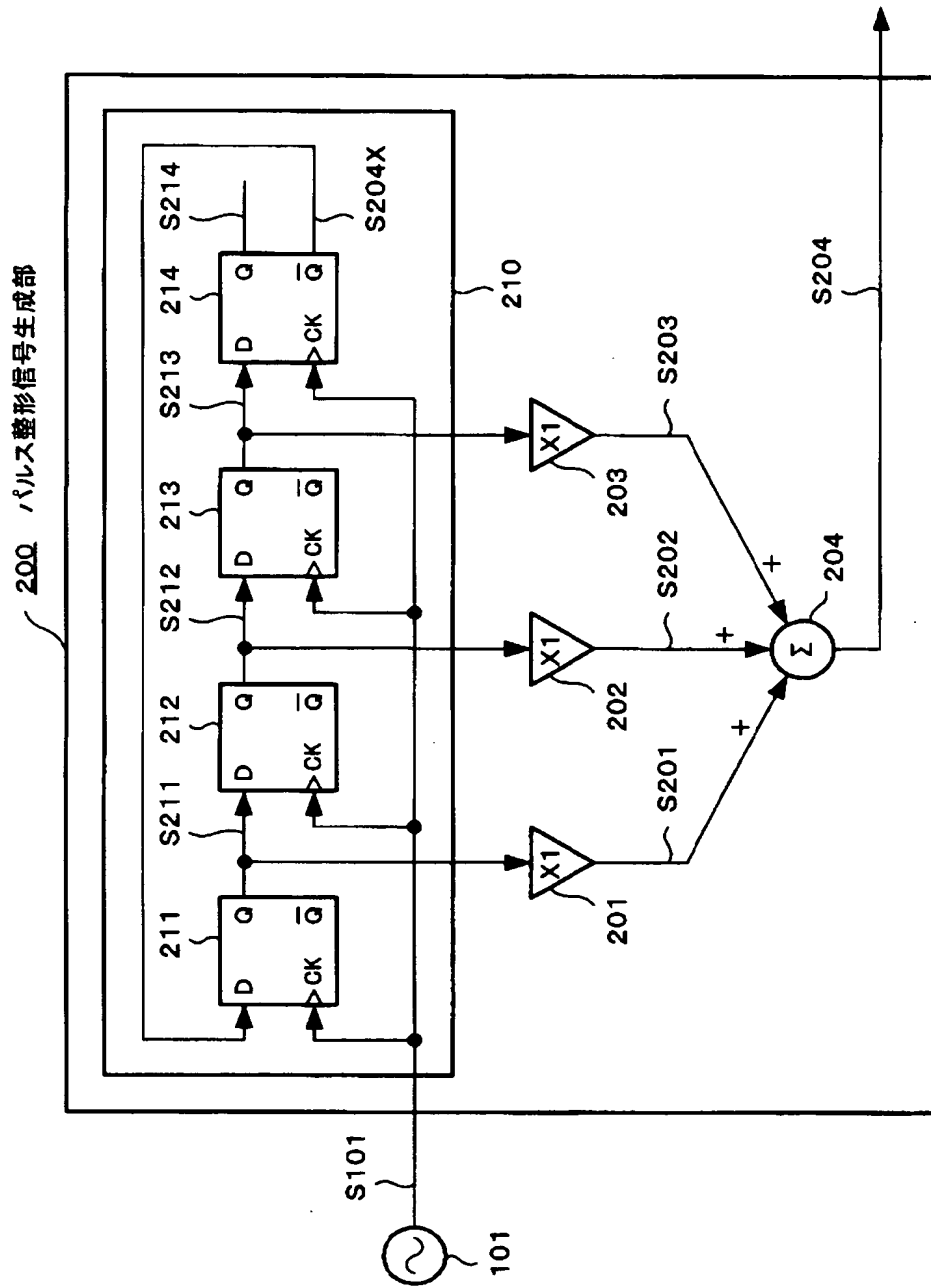
第3の実施の形態の構成例

【図 7】



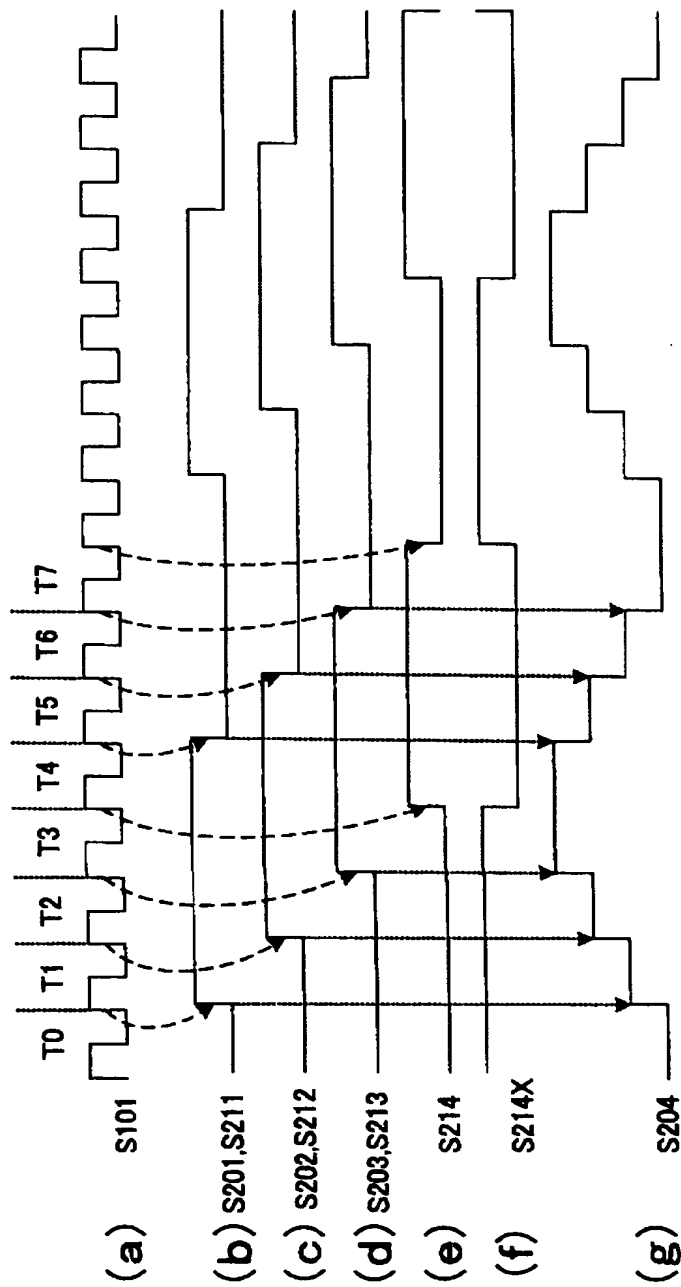
信号波形の例

【図 8】



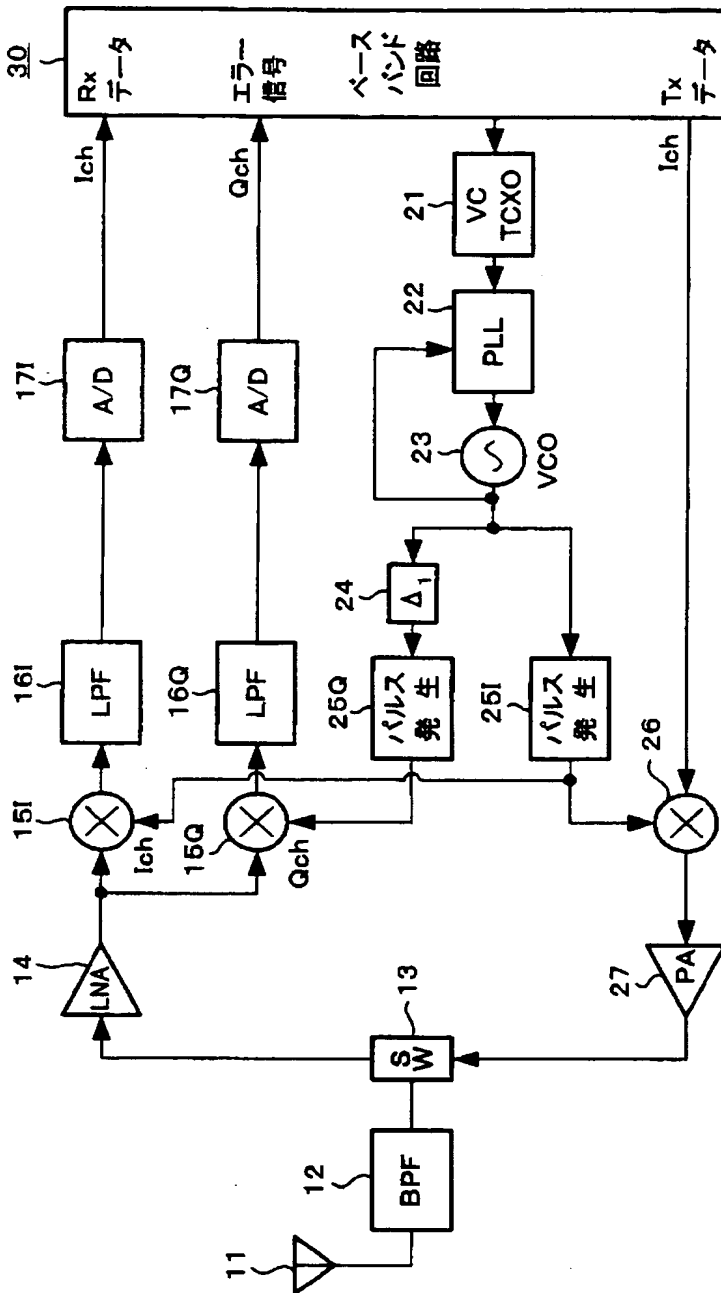
パルス整形信号生成回路構成例

【図 9】



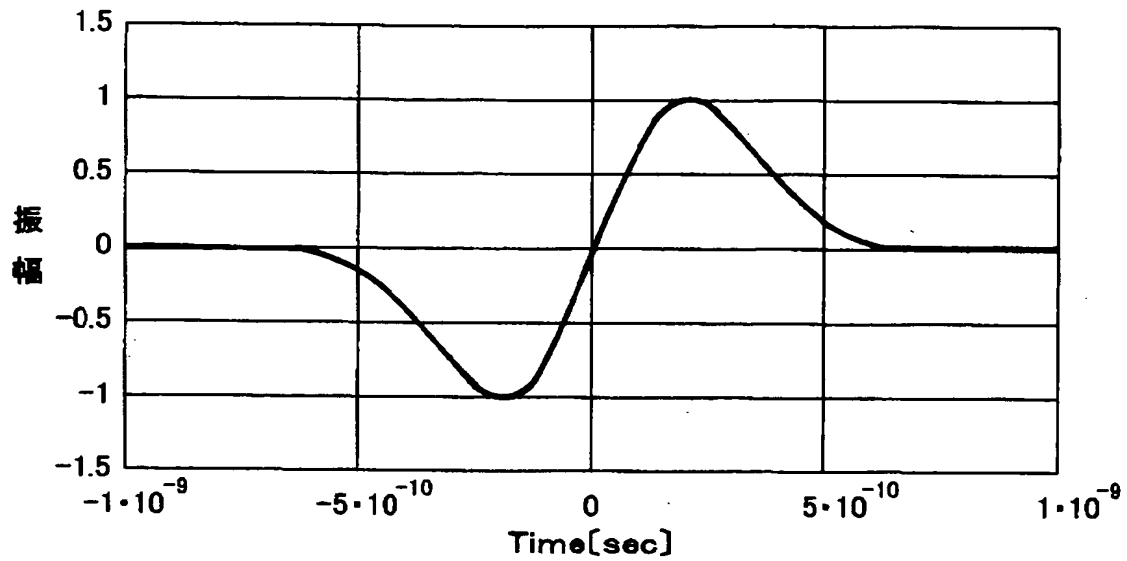
パルス整形信号の生成例

【図 10】



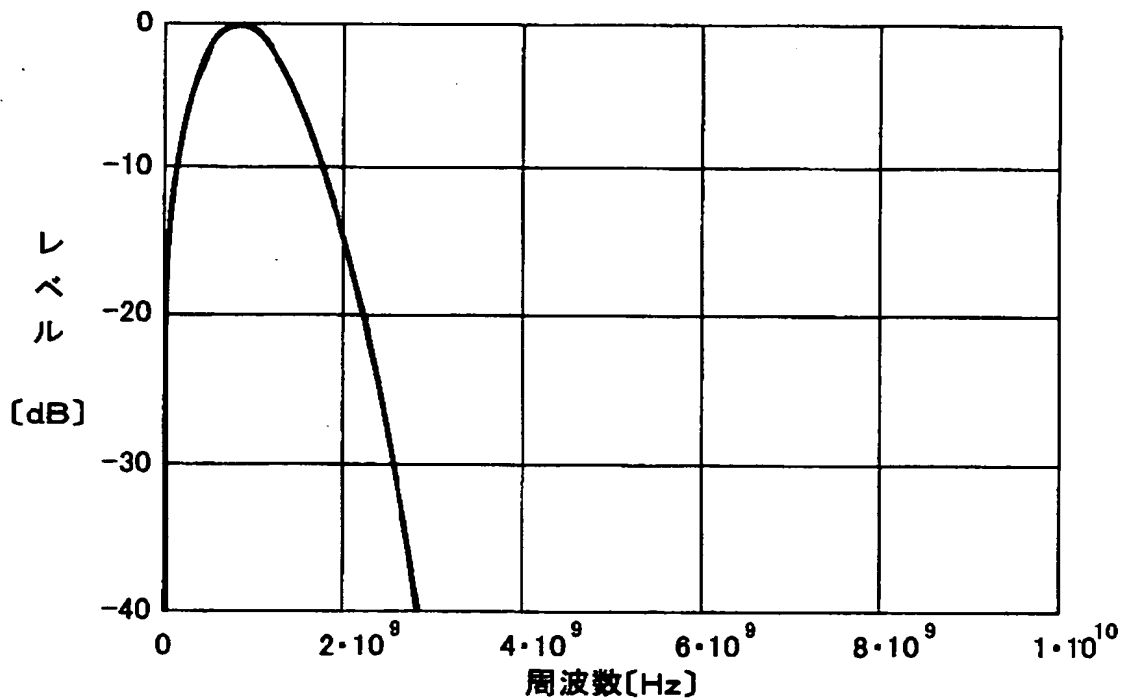
従来のUWB方式の送受信機

【図 1 1】



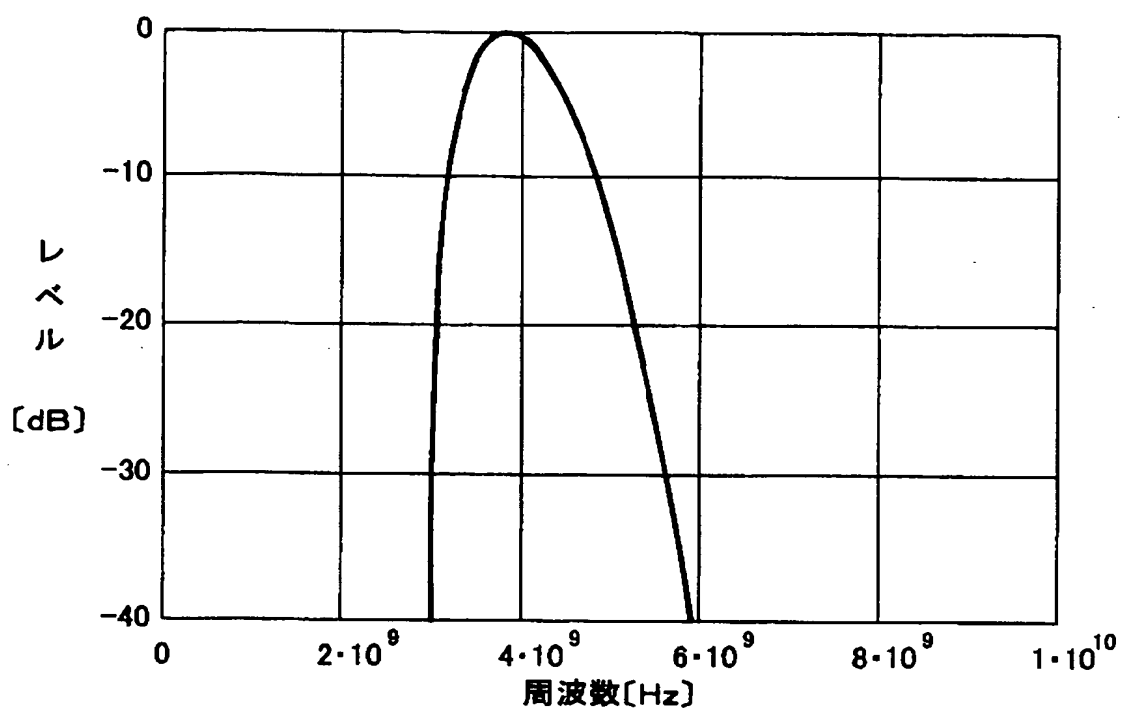
モノサイクルパルスの波形

【図 1 2】



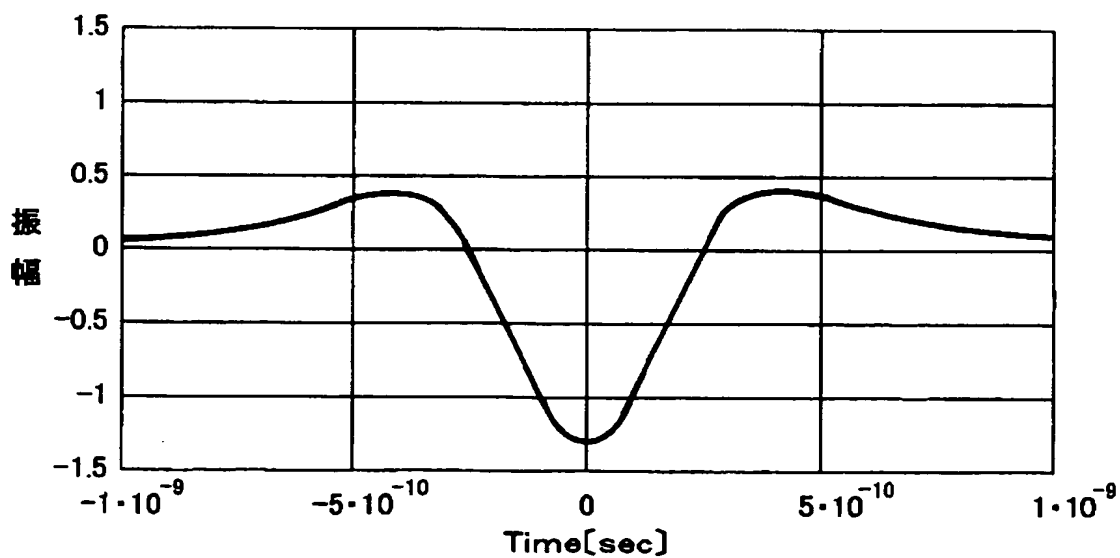
モノサイクルパルスの波形の周波数スペクトラム

【図 13】



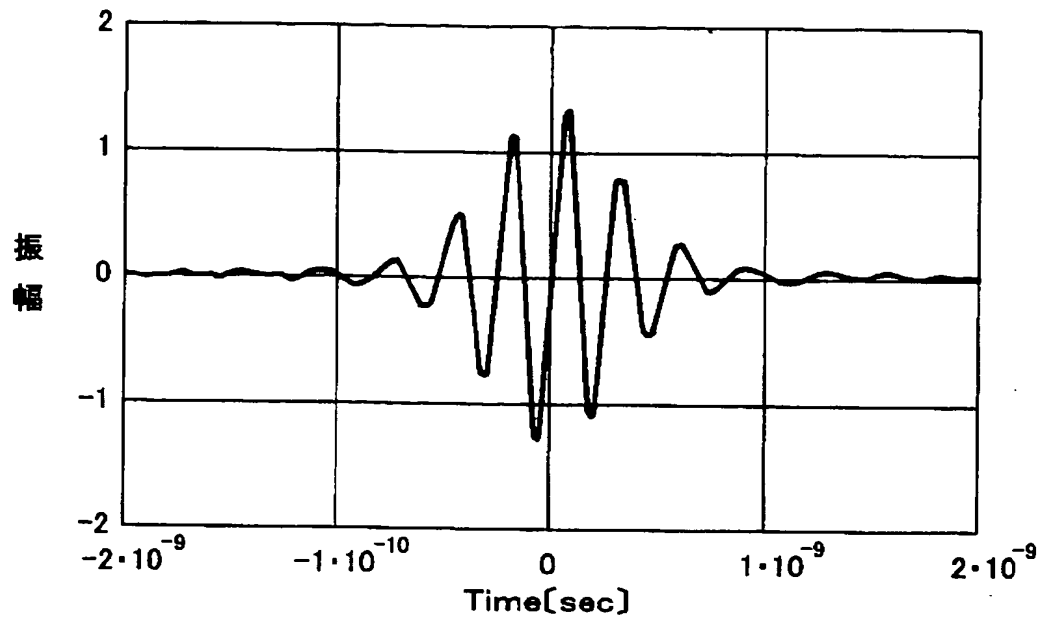
上側の周波数スペクトラム

【図 14】



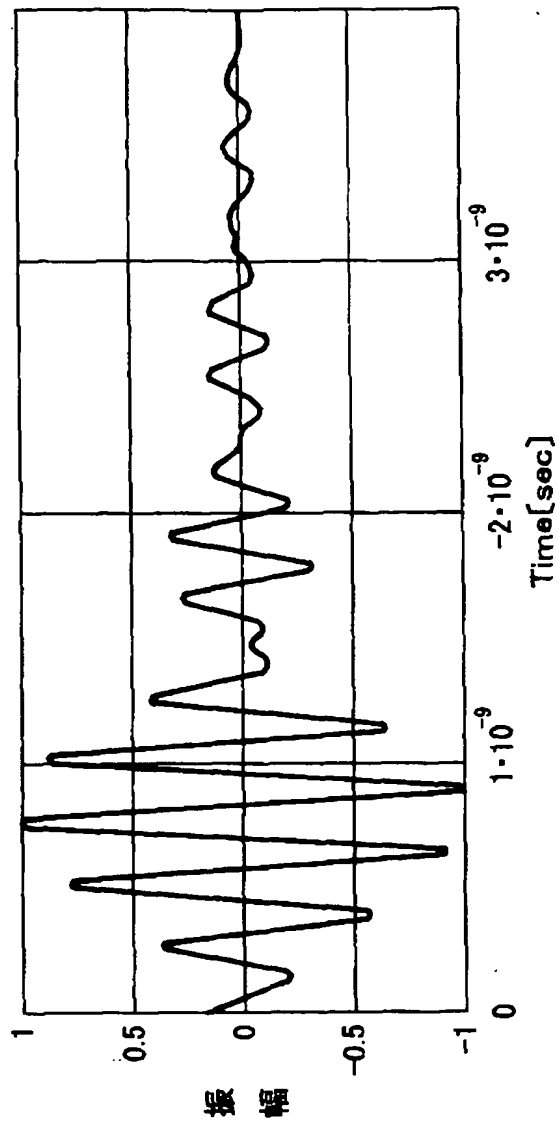
モノサイクルパルスをヒルベクトル変換した波形

【図 15】



モノサイクルパルスの上側波帯の時間波形

【図 16】



BPFのインパルス応答例

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 UWB 通信において、符号間干渉の影響を許容できるようなパルス変調を行う。

【解決手段】 基準クロック信号を生成し、その基準クロック信号に同期した所定のタイミングで送信データを拡散符号で直接拡散した拡散データを順次出力し、基準クロック信号に同期した所定のタイミングで前記拡散データを 2 系列のデータに分配し、基準クロック信号に同期した所定のタイミングで第 1 及び第 2 のパルス整形信号を生成し、余弦搬送波と正弦搬送波の 2 波の搬送波を生成し、2 系列の送信データの内の一方の系列のデータと、第 1 のパルス整形信号と、余弦搬送波とを乗算し、2 系列のデータの内の他方の系列のデータと、前記第 2 のパルス整形信号と、前記正弦搬送波とを乗算し、それぞれの乗算出力を合成して送信用の出力信号を得るようにした。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 3 - 0 2 6 4 6 0
受付番号	5 0 3 0 0 1 7 0 8 1 9
書類名	特許願
担当官	第八担当上席 0 0 9 7
作成日	平成 1 5 年 2 月 4 日

< 認定情報・付加情報 >

【特許出願人】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社

【代理人】

申請人

【識別番号】	100122884
【住所又は居所】	東京都新宿区西新宿 1 丁目 8 番 1 号 新宿ビル 信友国際特許事務所
【氏名又は名称】	角田 芳末

【選任した代理人】

【識別番号】	100113516
【住所又は居所】	東京都新宿区西新宿 1 丁目 8 番 1 号 新宿ビル 松隈特許事務所
【氏名又は名称】	磯山 弘信

次頁無

特願 2 0 0 3 - 0 2 6 4 6 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 2 1 8 5]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号

氏 名

ソニー株式会社